



Dipôle amplificateur à résistance négative pour ligne de transmission et système de transmission utilisant un tel dipôle.

M. JEAN-MARIE MOULON résidant en France (Seine).

Demandé le 6 juin 1952, à 11^h 25^m, à Paris.

Délivré le 28 octobre 1953. — Publié le 10 mars 1954.

(Brevet d'invention dont la délivrance a été ajournée en exécution de l'article 11, § 7, de la loi du 5 juillet 1844 modifiée par la loi du 7 avril 1902.)

La présente invention concerne un répéteur pour circuit à deux fils, c'est-à-dire un amplificateur à deux sens de transmission, consistant en un simple dipôle qui, inséré en série sur une ligne de transmission de signaux téléphoniques ou autres, fournit par raison de symétrie une amplification de même valeur pour les deux sens de transmission possibles. Plus précisément l'invention concerne un répéteur de ce type comprenant une impédance à composante réelle négative constituée à partir d'un élément amplificateur à trois électrodes à semi-conducteur, du type connu sous le nom de « transistor » ou « transistron », la dernière dénomination étant ci-après retenue pour la commodité de la description.

L'objet de la présente invention est de réaliser un dispositif du genre ci-dessus mentionné, dans lequel on emploie un dipôle présentant, dans un certain domaine de fréquences, une impédance déterminée par le gain à obtenir et choisie de manière que la ligne équipée de ce dipôle satisfasse à des conditions de stabilité qui doivent rester vérifiées quelles que soient les impédances terminales de cette ligne, l'élément de résistance négative nécessaire étant réalisé au moyen d'un transistron associé à des impédances convenablement choisies à cet effet, comme il sera expliqué ci-après.

Un autre objet de l'invention est de donner des moyens de déterminer les impédances à insérer respectivement dans les circuits des trois électrodes d'un transistron, généralement dénommées émetteur, électrode de base et collecteur, pour que le transistron associé à ces impédances soit convenablement polarisé par des tensions continues appropriées et pour que l'ensemble ait une impédance prenant, dans un domaine donné de fréquences, une suite de valeurs prédéterminées.

Un autre objet de l'invention est de réaliser des répéteurs dipôles pouvant être insérés en série dans une ligne de transmission, à espacements réguliers et pouvant être téléalimentés par ladite ligne

au moyen d'un courant d'alimentation ne dépassant pas quelques milliampères.

Un autre objet de la présente invention est encore un système de transmission de signaux téléphoniques ou autres, composé d'un nombre quelconque de sections de lignes de transmission chacune équipée d'un dipôle présentant une impédance à composante réelle négative comme ci-dessus expliqué, lesdites sections étant mises bout à bout. Ces sections ne sont pas nécessairement de longueurs égales.

Pour la simplicité du langage, une telle section de ligne de transmission équipée d'un dipôle dont l'impédance a une composante réelle négative sera ci-après appelée « section amplifiée ».

Les propriétés physiques des transistrons ont été décrites en particulier dans un travail de R. M. Ryder et R. J. Kircher, publié dans la revue Bell System Technical Journal, juillet 1949, p. 367-400 sous le titre : « Some circuit aspects of the transistor », et une étude approfondie à ce sujet a également été publiée par R. L. Wallace et G. Raisbeck, dans la même revue, avril 1951, p. 381-417, sous le titre « Duality as guide in transistor circuit design », cette dernière étude ayant surtout pour objet de définir des règles permettant d'établir une correspondance entre la constitution des circuits utilisant des triodes électroniques à vide classiques et celle des circuits équivalents utilisant des éléments amplificateurs du genre « transistron ».

D'autre part, il est déjà connu d'obtenir un effet d'amplification ou, ce qui est équivalent, une réduction de l'affaiblissement d'une ligne de transmission en insérant en série dans cette ligne, de distance en distance, des résistances négatives. Une telle réalisation est décrite, par exemple, dans le brevet français n° 773.979 demandé le 30 mai 1934 au nom de Siemens et Halske A. G., et également dans le brevet français n° 938.713 demandé le 25 octobre 1946 au nom de Western Electric Company. Il est égale-

ment connu, par exemple au premier des deux brevets précités de polariser par une tension continue des éléments tels que des contacts à cristaux, fournissant les résistances négatives désirées, et d'amener à ces éléments la tension ou le courant continu nécessaires à travers la ligne de transmission elle-même, à partir d'une source distante. Des réalisations analogues sont décrites également dans les brevets américains n° 2.522.395 et 2.522.402, respectivement aux noms de R. S. OHL et S. P. Robertson demandés respectivement les 27 et 18 juin 1946. Dans ces brevets on prévoit également des moyens, tels que des inductances et des condensateurs destinés à assurer la séparation des circuits de polarisation à courant continu et des circuits de transmission de signaux.

Cependant, il a été constaté que, lorsqu'on introduit en série, dans une section de ligne de transmission de longueur assez grande pour que le temps de propagation des signaux le long de ladite section ne soit pas négligeable, une résistance négative pure, il se produit des phénomènes d'instabilité, c'est-à-dire qu'une auto-oscillation peut avoir lieu pour certaines valeurs des impédances terminales de la section dès que la valeur absolue de la résistance négative est assez grande pour réduire l'affaiblissement d'une façon notable aux plus basses fréquences de la bande transmise. Il a été reconnu que cet inconvénient peut être évité par le choix, pour l'élément d'impédance à résistance négative inséré en série dans la ligne, d'une impédance complexe présentant, dans la bande des fréquences utiles, une composante réelle négative et une composante réactive dont les valeurs varient suivant une loi convenable en fonction de la fréquence.

Une théorie de la stabilité d'une section de ligne de transmission chargée en son milieu par une impédance à composante réelle négative est donnée dans le brevet américain n° 2.582.498, demandé le 30 août 1949, au nom de J.-L. Merrill, et notamment, dans le texte de ce brevet, depuis la colonne 19, ligne 46 jusqu'à la fin de la colonne 24.

Les conditions de stabilité d'un quadripôle comprenant une impédance à composante réelle négative, quelles que soient ses impédances terminales, qui sera ci-après appelée « stabilité intrinsèque », sont d'une importance particulière dans la pratique, car généralement les impédances terminales d'une section de ligne dans laquelle on a inséré une impédance à partie réelle négative ne sont pas connues à l'avance et peuvent varier dans de larges limites suivant leur nature (appareils d'abonnés, autres lignes, appareils de commutation).

Le demandeur a étudié cette question et a montré dans un article publié dans la revue « L'écho des Recherches », juillet 1952, sous le titre « Les répéteurs à impédance négative » qu'un quadripôle du type envisagé est intrinsèquement stable à deux conditions :

1° S'il est stable pour au moins un système donné d'impédances de fermeture (condition n° 1);

2° Si une condition d'affaiblissement minimum convenable est remplie, ledit affaiblissement minimum étant, bien entendu, celui correspondant à la section de ligne considérée équipée de son impédance à partie réelle négative et fermée à chaque extrémité sur son impédance image (condition n° 2), la valeur de cet affaiblissement étant fonction du déphasage introduit par le quadripôle et de l'angle de phase de ladite impédance-image.

Il est d'autre part connu, notamment d'après le travail précité, de R.-L. Wallace et G. Raisbeck, qu'une résistance insérée dans le circuit de l'électrode de base d'un transistor possédant un gain en courant produit une réaction positive (cette réaction positive correspondant à la réaction négative produite par une impédance commune au circuit anode-cathode et au circuit cathode-grille de commande d'une triode ordinaire) et peut donc permettre de réaliser une résistance négative.

Selon l'invention on prévoit un dipôle ayant une impédance à composante réelle négative, destiné à être inséré en série dans une section de ligne de transmission de longueur et de constantes de propagation prédéterminées afin d'en réduire l'affaiblissement, caractérisé en ce que ledit dipôle comprend un transistor combiné avec trois impédances passives dont une au moins a une composante réactive, la première de ces impédances étant reliée par une de ses bornes à l'électrode de base dudit transistor, tandis que l'autre borne de la même impédance constitue l'une des bornes dudit dipôle, la seconde électrode dudit transistor étant reliée à la même borne commune à ladite première impédance et audit dipôle par la seconde desdites impédances passives, tandis que l'autre borne dudit dipôle est reliée par la troisième desdites impédances passives à la troisième électrode dudit transistor, lesdites impédances passives étant choisies de valeurs telles que l'impédance présentée par le dipôle ait, dans la bande de fréquences des signaux à transmettre, une composante réelle négative et en même temps une composante réactive de valeurs telles que le quadripôle formé par la section de ligne de transmission considérée et par le dipôle inséré en série au milieu de la longueur d'un des conducteurs de ladite section de ligne soit stable, quelles que soient les impédances terminales reliées aux extrémités de ladite section.

Ce résultat peut être obtenu par un choix convenable des impédances passives sus-mentionnées, comme il sera expliqué ci-après.

Dans des modes particuliers d'exécution de l'invention la seconde et la troisième desdites impédances passives peuvent être nulles, simultanément ou séparément.

Dans un mode préféré d'exécution de l'invention,

la troisième électrode du transistor, à laquelle est reliée la troisième impédance sus-mentionnée, est le collecteur.

Dans la réalisation pratique de l'invention, les transistors compris dans les dipôles ainsi placés en série dans une ligne de transmission peuvent être alimentés par un courant continu circulant dans la ligne qui sert ainsi à amener le courant d'une source de télé-alimentation, de manière à leur assurer les conditions de polarisation nécessaire à leur fonctionnement. Ce résultat peut être obtenu en plaçant en série avec une ou plusieurs des impédances passives précitées des condensateurs de capacité assez élevée pour que leur réactance soit négligeable aux plus basses fréquences des signaux transmis, des résistances de valeur relativement élevée étant prévues pour relier les électrodes des transistors à la ligne d'alimentation.

L'invention va être maintenant décrite en détails en relation avec les dessins annexés dans lesquels :

La fig. 1 montre une section de ligne munie de son dipôle à impédance à composante réelle négative;

La fig. 2 représente un réseau de courbes montrant les conditions auxquelles doit satisfaire une section de ligne munie d'un élément d'impédance à partie réelle négative pour qu'elle remplisse les conditions de stabilité requises;

La fig. 3 montre des courbes donnant les valeurs que doit avoir l'impédance de ce dipôle pour différentes longueurs et valeurs de l'exposant de transfert d'une section de ligne amplifiée, pour des conditions imposées à son impédance-image;

Les fig. 4 et 5 montrent des courbes donnant les valeurs correspondantes de l'affaiblissement et du déphasage de la section amplifiée;

Les fig. 6, 7 et 8 sont des schémas montrant comment un dipôle présentant des caractéristiques d'impédance donnée peut être réalisé au moyen d'un transistor et d'impédances passives;

Les fig. 9 représente une réalisation particulière de dipôle selon l'invention, monté en série dans une section de ligne de transmission;

La fig. 10 représente des dipôles selon l'invention montés symétriquement sur les deux fils d'une ligne de transmission;

Les fig. 11 et 12 représentent deux exemples spécifiques de réalisation de dipôles selon l'invention;

La fig. 13 représente une autre réalisation de dipôle selon l'invention;

La fig. 14 représente un dipôle conforme à l'invention, non télé-alimenté par la ligne de transmission mais alimenté par une source locale.

Sur la fig. 1 est représentée une section de ligne de transmission à deux conducteurs de longueur l , avec, en série sur l'un des conducteurs un dipôle d'impédance Z_N . La « section amplifiée » ainsi constituée peut être électriquement caractérisée par ses impédances images Z_1 toutes deux égales, par raison

de symétrie, et par son exposant de transfert θ , selon la théorie connue des quadripôles.

Si l'on considère maintenant une section de ligne de transmission de longueur l définie par son impédance caractéristique Z_0 et son exposant de transfert γl (avec $\gamma l = \alpha l + j\beta l$), α et β étant des coefficients définissant l'affaiblissement et le déphasage par unité de longueur de la ligne et étant en général des fonctions de la fréquence, et si l'on place au milieu de la longueur de cette section de ligne (fig. 1) un dipôle 1 d'impédance Z_N , les nouvelles constantes de la section de ligne ainsi modifiée, c'est-à-dire son impédance caractéristique Z_1 et son exposant de transfert $\theta = a + jb$ sont données par les formules :

$$1 \quad \left\{ \begin{aligned} \theta &= \frac{\theta}{2} + \sqrt{\frac{Z_N + 2Z_0 \frac{\gamma l}{2}}{Z_0 \frac{\gamma l}{2} + 2Z_N}} \frac{\gamma l}{2} \\ Z_1 &= Z_0 \frac{\frac{\theta}{2}}{\frac{\gamma l}{2}} \end{aligned} \right.$$

a , b , θ correspondent respectivement à ce qu'étaient (αl) (βl) et (γl) pour la ligne non modifiée par l'insertion de l'impédance Z_N et la nouvelle impédance caractéristique Z_1 , étant définie comme celle qui serait vue d'une extrémité de la section de longueur l et qui n'est autre que l'impédance-image du quadripôle symétrique formé par cette section de ligne équipée de son dipôle.

Les formules précédentes peuvent encore s'écrire :

$$2 \quad \left\{ \begin{aligned} Z_1 &= Z_0 \frac{\frac{\theta}{2}}{\frac{\gamma l}{2}} \\ Z_N &= 2Z_0 \frac{\frac{2\theta}{\gamma l}}{\frac{\gamma l}{2}} \left(\frac{\theta}{2} - \frac{\gamma l}{2} \right) \end{aligned} \right.$$

Sous cette dernière forme les formules (2) définissent la valeur de l'impédance-image Z_1 de la ligne modifiée par l'insertion du dipôle d'impédance Z_N et la valeur de cette impédance Z_N en fonction des constantes de la ligne primitive et de la constante de propagation θ de ladite ligne modifiée.

Au moyen des formules (2) il est également possible, connaissant les constantes Z_0 et (γl) de la ligne primitive non amplifiée, de calculer, si l'on se donne a priori la valeur de Z_1 , les valeurs correspondantes de Z_N et de θ .

Sur la fig. 2, on a représenté, à titre d'exemple, pour différentes valeurs du déphasage b pris comme paramètre et respectivement égales à 10, 30, 45 et 90 degrés, soit en radians 0,17 — 0,52 — 0,78

— 1,57, et en fonction de l'angle de phase \varnothing de l'impédance-image Z_1 , les valeurs de l'affaiblissement minimum $F(\varnothing, b)$ compatible avec la stabilité intrinsèque. La méthode de calcul utilisée à cet effet est exposée dans le travail sus-mentionné du demandeur, qui montre en particulier que pour $b = 90^\circ$, on a :

$$F(\varnothing, 90^\circ) = \arg th(\sin \varnothing)$$

et que, pour $\varnothing = 0$, F est toujours nul quel que soit b .

Les méthodes pratiques pour faire le projet d'un système de transmission utilisant des sections de ligne amplifiées par insertion d'impédances à composante réelle négative peuvent être différentes, suivant que l'on désire une amélioration d'une nature ou d'une autre par rapport à la ligne non amplifiée. En effet suivant l'usage fait de la ligne on peut attacher de l'intérêt à avoir un affaiblissement très réduit, même si cela a pour contre-partie une distorsion en fréquence ou au contraire à avoir un équivalent de transmission moins bon en moyenne mais constant dans la bande des fréquences transmises; ou bien l'on peut encore désirer améliorer le déphasage et réduire le temps de propagation.

Par exemple, une manière logique d'opérer lorsque l'on veut un certain équivalent de transmission est de partir d'une valeur donnée à priori de θ , avec a fixé, b jouant le rôle d'un paramètre. A diverses valeurs de ce paramètre correspondent diverses impédances Z_N donnant le même affaiblissement α . Le choix de b se fait par un compromis entre la difficulté de réaliser Z_N avec la valeur calculée et la réalisation de conditions de stabilité les meilleures possibles, c'est-à-dire rendant $F(\varnothing, b)$ le plus petit possible, pour assurer le plus largement possible la condition de stabilité $\alpha > F$ afin que des variations accidentelles de Z_N ou de caractéristiques de la ligne ne détruisent pas facilement cette stabilité. Si le compromis n'est pas possible, c'est que l'on s'est fixé un affaiblissement trop réduit, dépassant les possibilités pratiques du système. Il faut alors diminuer la longueur de la section ou accepter un équivalent de transmission moins favorable pour la ligne amplifiée.

Une autre méthode utilisée pour la réalisation de l'invention peut être basée sur les considérations suivantes :

Puisque $F(\theta, b)$ est nul, une section de ligne amplifiée dont l'impédance-image est réelle sera stable intrinsèquement avec un affaiblissement très petit (l'application de la condition de stabilité montre que, dans ce cas, il suffit que $\alpha > 0$).

D'un autre côté, il y a de grands avantages à ce que l'impédance-image soit d'une telle nature, car cela permet de normaliser, par exemple, l'impédance caractéristique de toutes les parties de lignes d'un système de transmission à une même valeur, 600 ohms par exemple, puisque cette valeur est la plus commune dans les réseaux téléphoniques. En parti-

culier ce choix permet de réaliser des lignes « chargées » d'impédances à partie réelle négative dont le « pas de charge » varie d'une section à l'autre. Les impédances-images étant alors les mêmes il n'y aura pas, dans ce cas de réflexions aux jonctions entre sections. On peut donc se donner à priori la valeur de Z_1 .

Il reste évidemment, pour que le procédé soit applicable à voir si l'équivalent de transmission correspondant a une valeur pratiquement intéressante, car cet équivalent est déterminé quand on se fixe Z_1 puisqu'en effet on a vu que :

$$th \frac{\theta}{2} = \frac{Z_1}{Z_c} > th \frac{\gamma l}{2}$$

L'expérience et le calcul montrent qu'en appliquant cette méthode, on trouve effectivement $\alpha \ll \gamma l$ c'est-à-dire que l'insertion d'impédances à partie réelle négative procure une forte réduction de l'affaiblissement de la section. On réalise donc ainsi en même temps tout un ensemble de conditions favorables.

Dans les fig. 3, 4 et 5, on a représenté un exemple d'application de cette méthode de calcul au cas d'une ligne composée de deux fils de cuivre de section circulaire de 6/10 de millimètre de diamètre dont les constantes sont les suivantes :

$$\left. \begin{aligned} Z_c &= 600 - j600; \\ \alpha &= 0,1 \text{ Neper/km}; \\ \beta &= 0,102 \text{ radian/Km} \end{aligned} \right\} \text{ à la fréquence } 800 \text{ c/s}$$

Les courbes de la fig. 3 représentent en coordonnées rectangulaires, et selon un diagramme « résistance $[Re(Z_N)]$ — réactance $[Im(Z_N)]$ », les valeurs de Z_N avec la fréquence comme paramètre, calculées à partir de $Z_1 = 600$ ohms et des valeurs précédentes de α et β , pour diverses longueurs l de ligne.

Les courbes des fig. 4 et 5 représentent respectivement, en fonction de la fréquence, l'affaiblissement α et le déphasage b correspondants pour la section de ligne amplifiée.

La condition sus-énoncée que la section amplifiée doit être stable pour au moins un système d'impédances terminales se vérifie facilement, à partir des courbes de la fig. 3, en prenant comme impédances terminales des valeurs égales à Z_c et en s'assurant que la courbe représentant $Z_N + 2Z_c$ n'entoure pas l'origine des coordonnées.

Il importe de remarquer que l'on n'a pas intérêt à augmenter trop la longueur l des sections pour deux raisons :

D'une part, l'équivalent de transmission varie sensiblement avec la fréquence si l augmente (cela devient sensible au-delà de 5 km dans le cas considéré).

D'autre part, l'influence des irrégularités inévitables dans la réalisation des impédances Z_N définies théoriquement, fait que l'on rencontre des diffi-

cultés dès que la longueur l approche du quart de la longueur d'onde sur la ligne amplifiée pour la fréquence maxima transmise (voir à ce sujet l'article du demandeur déjà cité).

Étant donné le nombre des variables qui interviennent (nature de la ligne, longueur, caractéristiques désirées pour la ligne amplifiée), les impédances Z_N peuvent d'ailleurs avoir des valeurs et un comportement en fonction de la fréquence très variés.

Il y a lieu de remarquer que, si les impédances à partie réelle négative représentées sur les courbes de la fig. 3 diffèrent par la forme et la position de ces courbes dans le plan des coordonnées et par la répartition des fréquences le long desdites courbes, elles présentent comme caractère commun que leur partie réelle négative est maxima aux basses fréquences et diminue vers les fréquences plus hautes, les courbes ayant l'allure générale de demi-cercles.

Il va maintenant être montré que des valeurs de Z_N répondant aux conditions désirées peuvent précisément être obtenues au moyen de circuits formés d'un transistor présentant un gain en courant supérieur à l'unité combiné à trois impédances passives convenablement choisies. De tels circuits sont représentés à titre d'exemples sur les figures 6, 7, 8 et 13.

Dans le cas pratique déjà mentionné ci-dessus (lignes à deux conducteurs de 6/10 de mm avec $Z_1 = 600$ ohms réels), sont données ci-après des règles générales permettant de se guider qualitativement pour la réalisation d'un Z_N donné.

Une première méthode pour la réalisation d'une impédance représentable par une courbe de la forme désirée consiste à déplacer dans la direction de l'axe réel négatif une courbe de la même forme correspondant à une impédance passive en y ajoutant une résistance négative pure. Il a déjà été mentionné qu'étant donné un transistor 2 de gain en courant supérieur à l'unité une résistance 3 (fig. 6) de valeur r dans le circuit de l'électrode de base cause une réaction positive correspondant à la réaction négative créée par une résistance insérée dans le circuit de cathode d'un tube électronique classique et tend à faire apparaître des résistances négatives dans tout réseau comprenant ce transistor. Une réalisation basée sur ce principe est représentée à la fig. 6.

Une seconde méthode, plus perfectionnée dont l'application est représentée sur le schéma de la fig. 7 consiste à placer une impédance réactive 3 de valeur Z_3 dans le circuit de l'électrode de base du transistor 2, à la place de la résistance r précédemment employée. En choisissant convenablement la valeur de Z_3 on peut obtenir directement entre les bornes (6,7) une impédance Z_N du type désiré.

Dans chacune des fig. 6, 7, 8, 9 et 13 le transis-

tron 2 utilisé peut être caractérisé par sa matrice d'impédances :

$$\begin{matrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{matrix}$$

dans laquelle, suivant les notations usuelles, R_{11} est la résistance du circuit émetteur-électrode de base lorsque le circuit collecteur-électrode de base est ouvert, R_{22} est la résistance du circuit collecteur-électrode de base lorsque le circuit émetteur-électrode de base est ouvert, et R_{12} et R_{21} sont des quantités ayant les dimensions physiques de résistances et dépendant de l'action mutuelle entre les deux circuits qui viennent d'être mentionnés. En désignant par U_1 et I_1 , la tension et le courant dans le circuit d'entrée des transistors (circuit émetteur-électrode de base) et par U_2 et I_2 la tension et le courant dans le circuit de sortie des transistors (circuit collecteur-électrode de base), U_1 , I_1 , U_2 , I_2 étant, bien entendu, relatifs seulement à la partie variable des courants et tensions et faisant abstraction des tensions et courants continus nécessaires pour polariser convenablement le transistor, on a :

$$\begin{aligned} U_1 &= R_{11}I_1 + R_{12}I_2 \\ U_2 &= R_{21}I_1 + R_{22}I_2 \end{aligned}$$

La quantité A , égale au rapport R_{21}/R_{22} , est ce qu'on appelle le « gain en courant » ou « facteur de multiplication de courant » du transistor.

Dans la pratique R_{21} et R_{22} sont toujours très grands par rapport à R_{11} et R_{12} , et R_{21} est plus grand que R_{22} , A étant supérieur à 1. Ainsi, pour un transistor de type courant, on a : — $R_{11} = 250$ ohms; $R_{12} = 100$ ohms, $R_{21} = 20\,000$ ohms, $R_{22} = 10\,000$ ohms.

Si l'on considère le circuit de la fig. 6 dans lequel on a placé une résistance 3 de valeur r en série avec l'électrode de base du transistor 2 et une impédance 4 de valeur Z_3 dont une extrémité est reliée au collecteur, et si l'on calcule l'impédance Z_N prise entre l'autre extrémité 6 de 4 et un point 7 relié à l'émetteur et en même temps à celle des extrémités de 3 qui n'est pas reliée à ladite électrode de base, on trouve :

$$Z_N = Z_3 + R_{22} + r + \frac{R_{12} + r(R_{11} + r)}{R_{11} + r}.$$

On peut, d'autre part, choisir r de manière qu'il soit petit vis-à-vis de R_{21} et R_{22} et cependant grand vis-à-vis de R_{11} et R_{12} , d'où il résulte :

$$Z_N \approx Z_3 + R_{22} - R_{21}$$

ou :

$$Z_N \approx -R_{22} (A-1) + Z_3$$

Cette dernière formule montre que Z_N répond bien aux conditions désirées. En choisissant pour Z_3 l'assemblage d'une inductance et d'une résistance en parallèle, on peut obtenir pour Z_N le comportement cherché en fonction de la fréquence.

Si l'on considère maintenant le montage de la fig. 7, et si l'on cherche à obtenir entre les bornes 6

et 7 de celui-ci une impédance Z_N à composante réelle négative de valeur absolue diminuant lorsque la fréquence augmente, le calcul montre que, pour cela, il faut que l'impédance Z_2 insérée dans le circuit de base soit de module plus faible aux fréquences les plus élevées qu'aux fréquences les plus basses de la bande transmise. On obtient un tel résultat en construisant Z_2 au moyen d'une résistance en série avec l'ensemble d'une résistance et d'un condensateur en parallèle. Aux basses fréquences la résistance de Z_2 est grande et l'impédance vue entre 6 et 7 a une forte composante réelle négative. Quand la fréquence croît le condensateur intervient et, d'une part diminue le module de Z_2 , ce qui rend la composante réelle de l'impédance Z_N moins négative, et d'autre part il introduit un déphasage qui fait apparaître une composante réactive dans Z_N . Aux fréquences plus élevées la réactance du condensateur devient petite, l'angle de phase de Z_2 diminue et la partie réelle de Z_N tend vers une résistance négative de valeur plus faible que celle trouvée aux basses fréquences. Il faut noter que la composante réactive de Z_N est inductive.

En effet, le calcul, dans le cas de la fig. 7, montre que :

$$Z_N = R_{12} + Z_2 - \frac{(R_{12} + Z_2)(R_{11} + Z_3)}{R_{11} + Z_3}$$

Au moyen de cette formule on vérifie facilement que dans les transistors de type courant la composante réactive de Z_N est de signe contraire à celle de Z_2 .

Quelles que soient les méthodes employées pour réaliser Z_N on a intérêt pour améliorer la stabilité aux fréquences élevées situées au-delà de la bande transmise, à ce que la composante réelle de Z_N devienne rapidement positive à ces fréquences. Ce résultat peut être obtenu en shuntant à l'aide d'un condensateur de faible capacité l'impédance Z_2 ce qui supprime l'effet de résistance négative aux fréquences élevées. Si cette précaution n'était pas observée, le système risquerait de devenir instable pour certaines fréquences en dehors de la bande transmise, fréquences auxquelles l'impédance présentée par les circuits extérieurs auxquels il est raccordé peut devenir très petite ou très grande.

Dans le cas général (fig. 8), on sera guidé dans le choix de la structure de l'impédance Z_2 par des considérations pratiques. La grandeur du module de Z_2 est liée directement à la grandeur de la partie réelle négative de l'impédance Z_N tandis que son angle de phase est lié à celle de la composante réactive avec inversion de signe (une capacité dans Z_2 correspondant à une inductance dans Z_N).

Quand on fait un calcul complet on est souvent conduit, pour augmenter le nombre de paramètres et faciliter la réalisation, à introduire des impédances passives en série avec l'émetteur et le collecteur. L'action de ces impédances est inverse de celle de

l'impédance Z_2 est-à-dire qu'un accroissement de leur module correspond une diminution de la grandeur de la partie réelle négative de Z_N , leur angle de phase intervenant avec son signe propre sur la partie réactive.

Les fig. 9, 10, 11, 12 représentent des réalisations de dipôles conformes à l'invention, dans lesquelles les impédances Z_1 , Z_2 sont constituées par des impédances z_1 , z_2 répondant aux conditions susmentionnées, dans lesquelles on évite de faire passer les courants continus nécessaires à la polarisation du transistor. A cet effet, on a placé en série avec z_1 et z_2 des condensateurs de forte capacité tels que 8, 9 (fig. 9) et lesdits courants continus sont amenés aux électrodes du transistor 2 par des résistances tels que 10, 11 (fig. 9) de valeur assez élevée pour ne pas modifier appréciablement la valeur des impédances z_1 , z_2 pour les courants alternatifs dont la fréquence est située dans la bande de fréquences des signaux transmis. On tient cependant compte, bien entendu, de la présence de ces dernières résistances dans le calcul de Z_N . Dans les fig. 9 à 12 on a supposé que le courant continu nécessaire à l'alimentation du transistor est amené par la ligne de transmission elle-même.

Les valeurs des impédances Z_1 , Z_2 , Z_3 , peuvent être déterminées pour que l'ensemble du dipôle soit équivalent à Z_N . Dans la fig. 9, par exemple des impédances 5 et 3 de valeurs respectives z_1 et z_2 sont mises en série avec des condensateurs 8 et 9 et chaque ensemble composé d'une impédance et d'un condensateur est shunté par une résistance, respectivement 10 et 11, lesdites résistances servant à obtenir la polarisation du transistor. Les condensateurs 8 et 9 arrêtent le courant continu. On obtient ainsi l'impédance Z_1 dans le circuit de l'émetteur et l'impédance Z_2 dans le circuit de l'électrode de base. Les dipôles ainsi constitués, 12 et 13, sont insérés dans la ligne 14 à intervalles réguliers.

On peut remarquer que l'ensemble de 5 et de 8 n'est pas équivalent à z_1 , 5 seul ayant la valeur z_1 . De même l'ensemble de 3 et de 9 n'est pas équivalent à z_2 , 3 seul ayant la valeur z_2 . Ceci n'est pas gênant car il suffit de prendre les condensateurs 8 et 9 égaux à quelques microfarads pour que leur impédance soit négligeable pour toute fréquence supérieure à 300 c/s par exemple.

Les fig. 11 et 12 représentent des schémas détaillés dans lesquels on a indiqué les valeurs des différentes résistances, capacités et inductances comprises dans deux dipôles qui ont été essayés pratiquement sur une ligne à deux conducteurs de 6/10 de millimètre de diamètre du type précité et de 18 km de longueur. Ces dipôles fournissent un gain à 800 c/s réglable entre zéro et un Néper, ce gain étant défini comme la réduction de l'affaiblissement de la section de ligne de 18 km de longueur considérée.

La valeur de la résistance négative intervenant aux

fréquences les plus basses de la bande transmise (300 c/s) est ajustée au moyen d'une résistance réglable de 5 à 5 000 ohms de valeur maxima et la diminution de la grandeur de la résistance négative à la fréquence la plus élevée de la bande transmise (3 kc/s) est ajustée au moyen d'une résistance réglable de 5 000 ohms placée aux bornes d'un condensateur de 0,15 microfarad dans le cas de la fig. 11, et au moyen d'une résistance réglable de 5 000 ohms faisant partie de 4 dans le cas de la fig. 12.

Les dipôles décrits se placent en série sur la ligne et sont téléalimentés par un courant de 2 à 3 mA passant dans la ligne. La tension continue appliquée aux bornes du dipôle varie suivant le type choisi de transistor de 10 volts à 60 volts. Le niveau admissible de puissance des signaux transmis peut atteindre plusieurs dizaines de milliwatts et dépasse toujours le niveau de référence téléphonique de un milliwatt.

Lorsque, pour des raisons de symétrie par rapport à la terre, on préfère placer une partie du dipôle sur chacun des deux fils de ligne, l'impédance équivalente de celui-ci doit être prise égale à $\frac{Z_N}{2}$ et non plus à Z_N . Un appareil ainsi constitué est représenté par la fig. 10 dans laquelle les références sont les mêmes que sur la fig. 9 mais sont accentuées une fois pour la partie du dipôle située sur l'un des fils de la ligne 14 et deux fois pour celle située sur l'autre fil de la même ligne.

Dans la fig. 13 on a représenté le schéma de principe d'une autre réalisation de dipôle à impédance à composante réelle négative, utilisant un transistor et fonctionnant sur des principes analogues, mais dans laquelle les rôles de l'émetteur et du collecteur sont intervertis. Dans cette figure, la borne 6 du dipôle est reliée à l'une des extrémités de l'impédance 5 insérée dans le circuit de l'émetteur et l'autre borne 7 est reliée à l'extrémité commune des impédances 3 et 4, respectivement insérées dans le circuit de l'électrode de base et dans le circuit du collecteur du transistor 2.

Dans la réalisation représentée fig. 14, le dipôle 12 est prévu pour être alimenté par une source locale connectée aux bornes 15 et 16. La ligne 14 est couplée au dipôle 12 par un transformateur 19. Pour compenser la faible impédance du transformateur aux basses fréquences, on peut placer en série avec l'enroulement de ce dernier connecté au dipôle un réseau correcteur composé d'une résistance 17 et d'un condensateur 18.

Pour procéder expérimentalement, sur une section de ligne existante, au réglage d'un système selon l'invention, on insère dans celle-ci le dipôle d'impédance Z_N , dont la valeur d'impédance est supposée réglable dans certaines limites.

On ferme les extrémités de la section de ligne sur des impédances passives telles que celles d'appareils

servant à la mesure de l'équivalent de transmission (par exemple, un générateur et un récepteur ayant des impédances internes du même ordre de grandeur que l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne non amplifiée). On s'assure que le système ainsi constitué est stable.

Le fait que la condition n° 2 est bien remplie peut se vérifier comme suit :

On mesure d'une extrémité de la section de ligne munie du dipôle d'impédance Z_N , les impédances en court circuit Z_{cc} et en circuit ouvert Z_{co} de ladite section. Si R_{cc} , R_{co} , φ_{cc} , φ_{co} , sont respectivement les modules et les angles de phase de Z_{cc} et Z_{co} , il peut être montré que la condition n° 2 correspond à l'inégalité :

$$3. \quad \sin^2 \varphi_{cc} + \varphi_{co} < 1 - \frac{R_{co}}{R_{cc}} \cos \varphi_{cc} \cos \varphi_{co}$$

(cette formule est démontrée dans l'article du demandeur cité plus haut).

Si le calcul montre que cette condition n'est pas remplie, on fait un nouvel essai en ajustant l'impédance Z_N à une valeur différente.

Bien entendu, il faut s'assurer que l'inégalité (3) est bien vérifiée pour toutes les fréquences de la bande des signaux à transmettre.

RÉSUMÉ

La présente invention concerne des dipôles amplificateurs comprenant un transistor qui sont caractérisés comme indiqué aux paragraphes ci-après.

1° Dipôle ayant une impédance à composante réelle négative, destiné à être inséré en série dans une section de ligne de transmission de longueur et de constantes de propagation prédéterminées afin d'en réduire l'affaiblissement caractérisé en ce que ledit dipôle comprend un transistor combiné avec trois impédances passives dont une au moins a une composante réactive, la première de ces impédances étant reliée par une de ses bornes à l'électrode de base dudit transistor, tandis que l'autre borne de la même impédance constitue l'une des bornes dudit dipôle, la seconde électrode dudit transistor étant reliée à la même borne commune à ladite première impédance et audit dipôle par la seconde desdites impédances passives, tandis que l'autre borne dudit dipôle est reliée par la troisième desdites impédances passives à la troisième électrode dudit transistor, lesdites impédances passives étant choisies de valeurs telles que l'impédance présentée par le dipôle ait, dans la bande de fréquences des signaux à transmettre, une composante réelle négative et en même temps une composante réactive de valeurs telles que le quadripôle formé par la section de ligne de transmission considérée et par le dipôle inséré en série au milieu de la longueur d'un des conducteurs de ladite section de ligne soit stable, quelles que soient les impédances terminales reliées aux extrémités de ladite section ;

2° Dipôle conforme à 1°, caractérisé en ce que ladite troisième électrode est l'émetteur du transistor;

3° Dipôle conforme à 1°, caractérisé en ce que ladite troisième électrode est le collecteur du transistor;

4° Dipôle conforme à 3°, caractérisé en ce que la première desdites impédances passives est une résistance pure, tandis que la seconde impédance passive est nulle ou constituée par une résistance pure, la troisième impédance passive étant réactive;

5° Dipôle conforme à 4°, caractérisé en ce que la troisième impédance passive est formée d'une résistance et d'une inductance reliées en parallèle;

6° Dipôle conforme à 3°, caractérisé en ce que la seconde et la troisième impédances passives sont sensiblement des résistances pures, tandis que la première est formée d'un assemblage de résistances et de condensateurs agencé de manière que la partie réelle de ladite première impédance diminue en valeur absolue lorsque la fréquence croît et devienne sensiblement nulle pour les fréquences notablement plus élevées que les plus hautes fréquences que l'on désire transmettre;

7° Dipôle utilisant un ou plusieurs des dipôles visés de 1° à 6°, caractérisé en ce qu'une ou plusieurs desdites impédances passives sont reliées aux électrodes du transistor par un condensateur de forte capacité, des résistances de valeur élevée reliant en outre lesdites électrodes à une ou plusieurs sources de polarisation en courant continu;

8° Système de transmission utilisant une ou plusieurs sections de ligne de transmission, non nécessairement identiques, chacune de ces sections comprenant, en série avec l'un au moins de ces conducteurs, au moins un dipôle suivant l'un des paragraphes 1° à 7°;

9° Système de transmission conforme à 8°, dans lequel on utilise des dipôles conformes à 7°, une source d'alimentation en courant continu distante étant reliée aux résistances de valeur relativement élevée mentionnées en 7° par la ligne de transmission elle-même.

JEAN-MARIE MOULON.

Par procuration :

René MARTINET.

Fig. 1

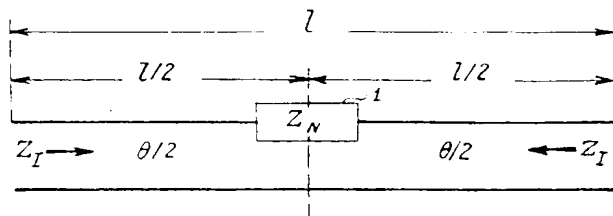


Fig. 6

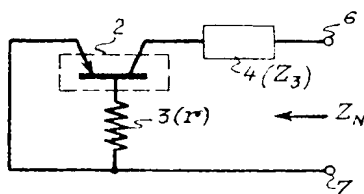


Fig. 7

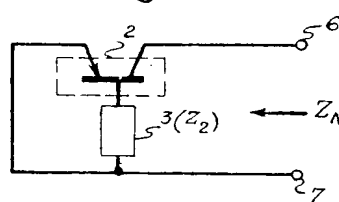
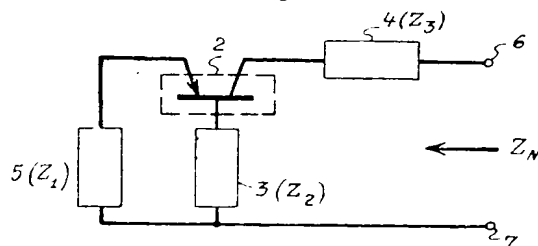


Fig. 8



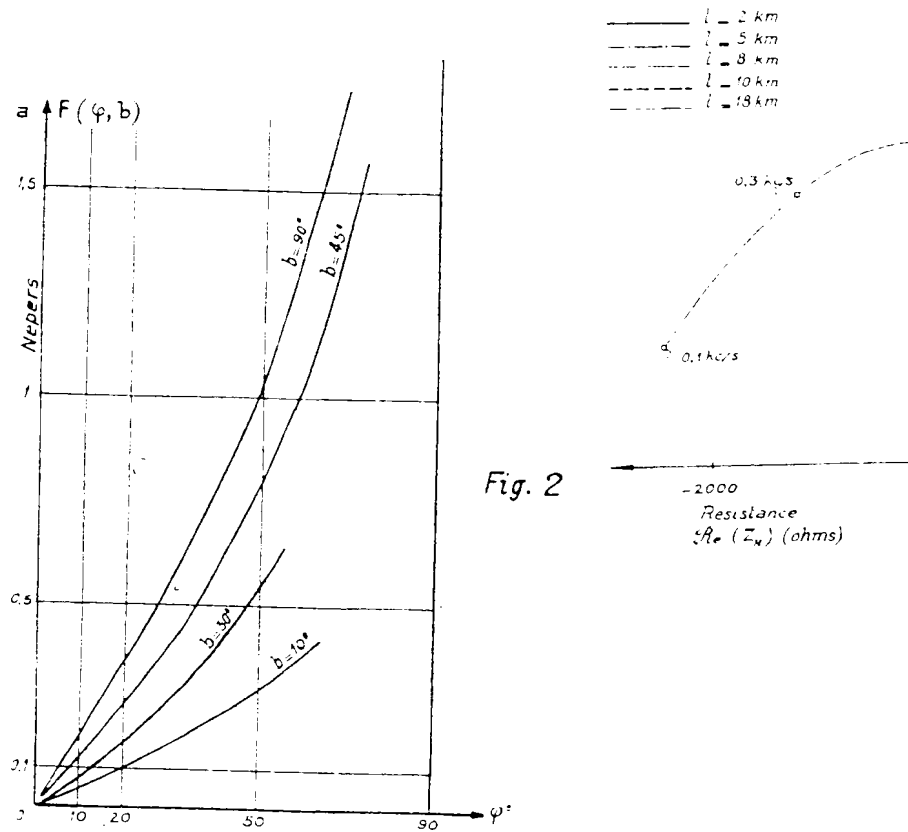
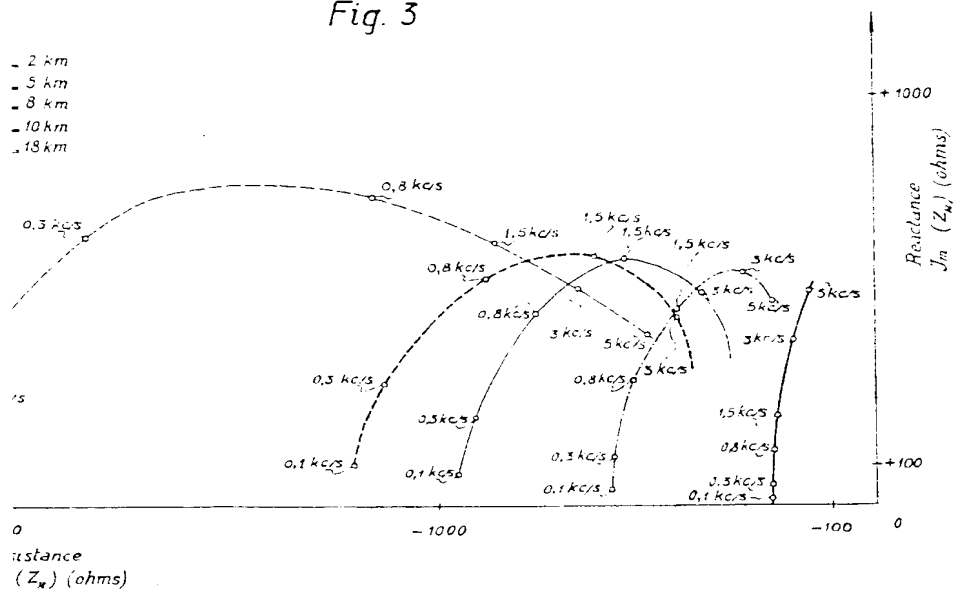


Fig. 2

Fig. 3



N 1.037.731

M. Moulon

5 planches Pl. III

Fig. 4



Fig. 4

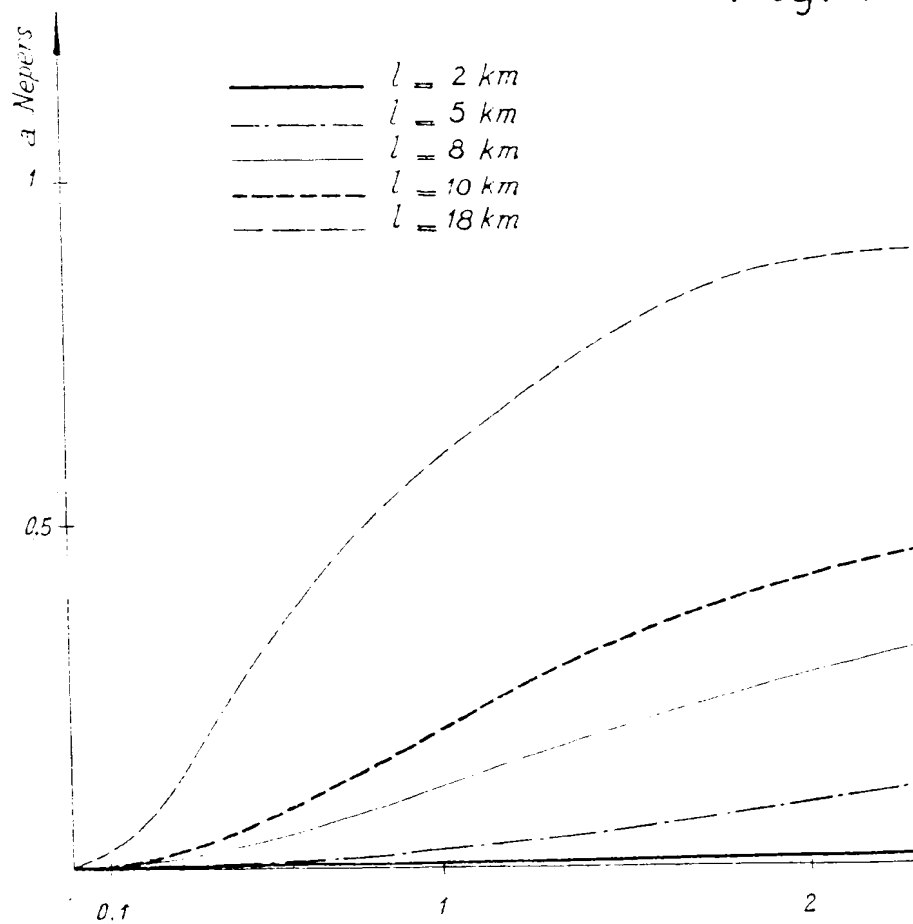


Fig. 4

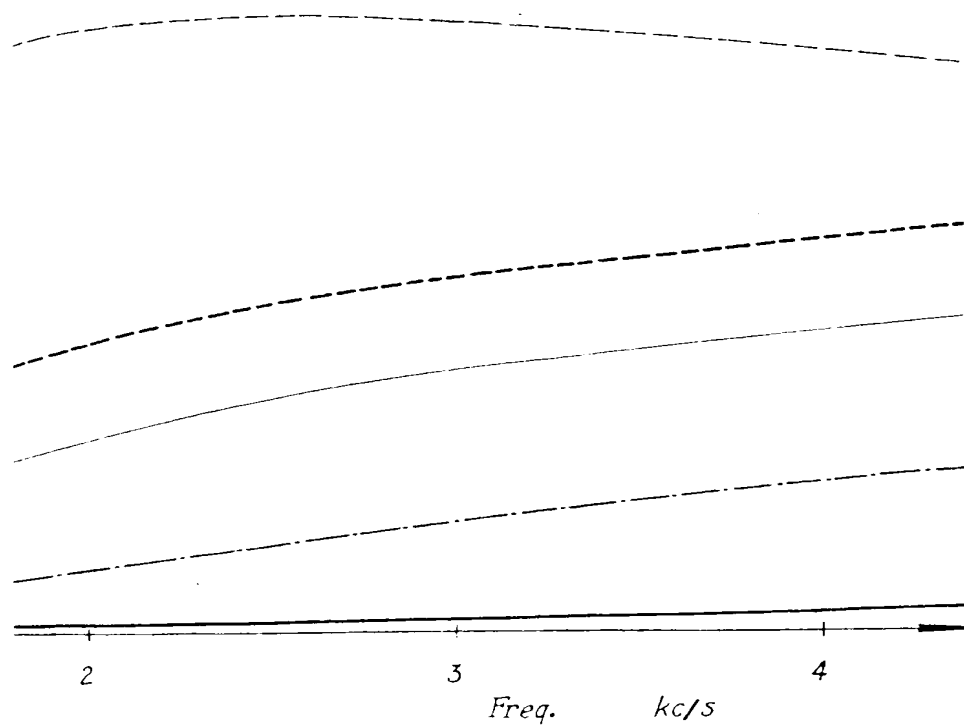


Fig. 5

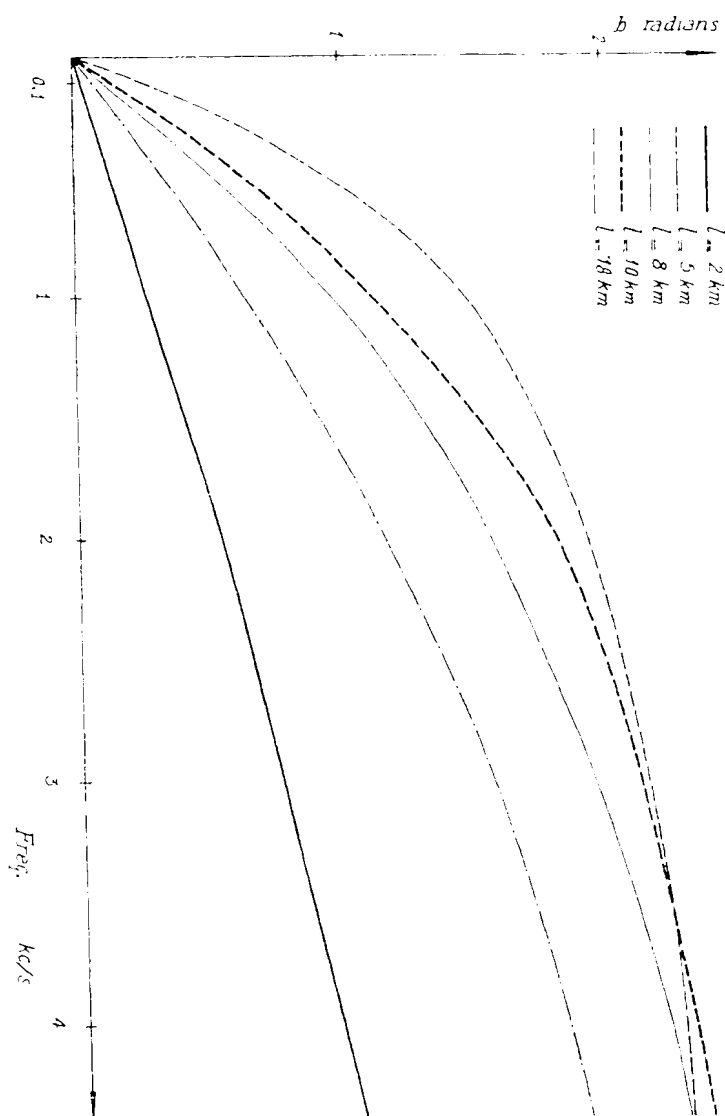


Fig.

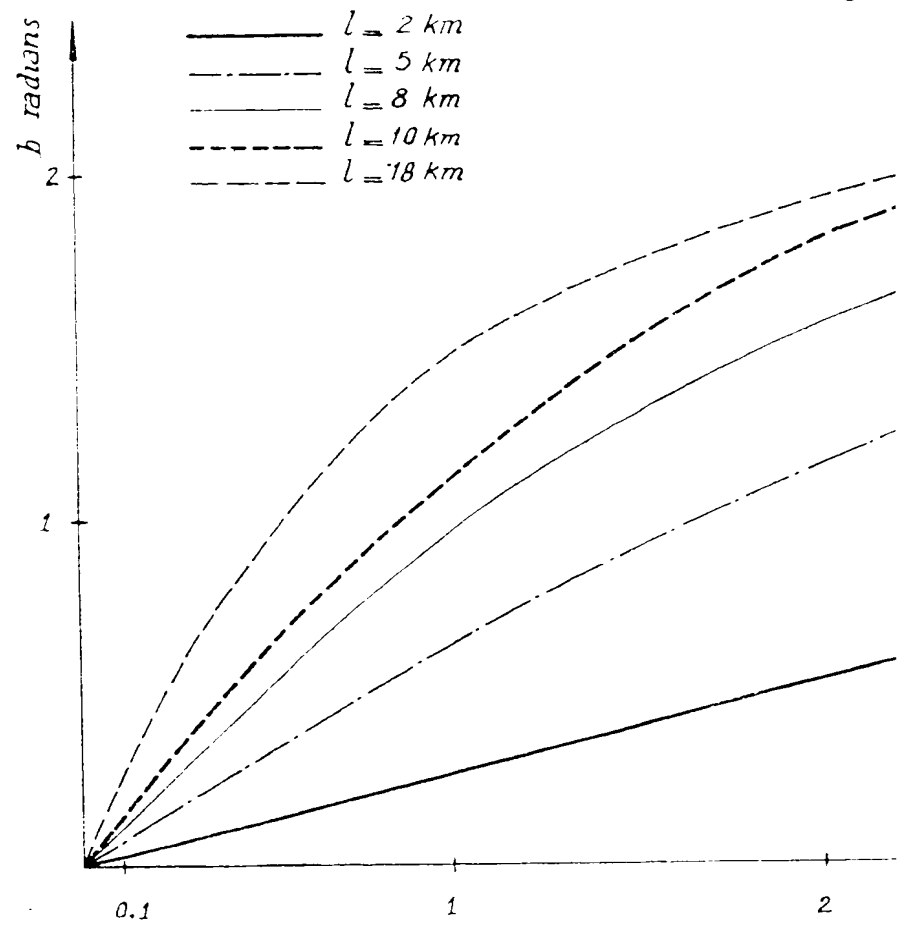


Fig. 5

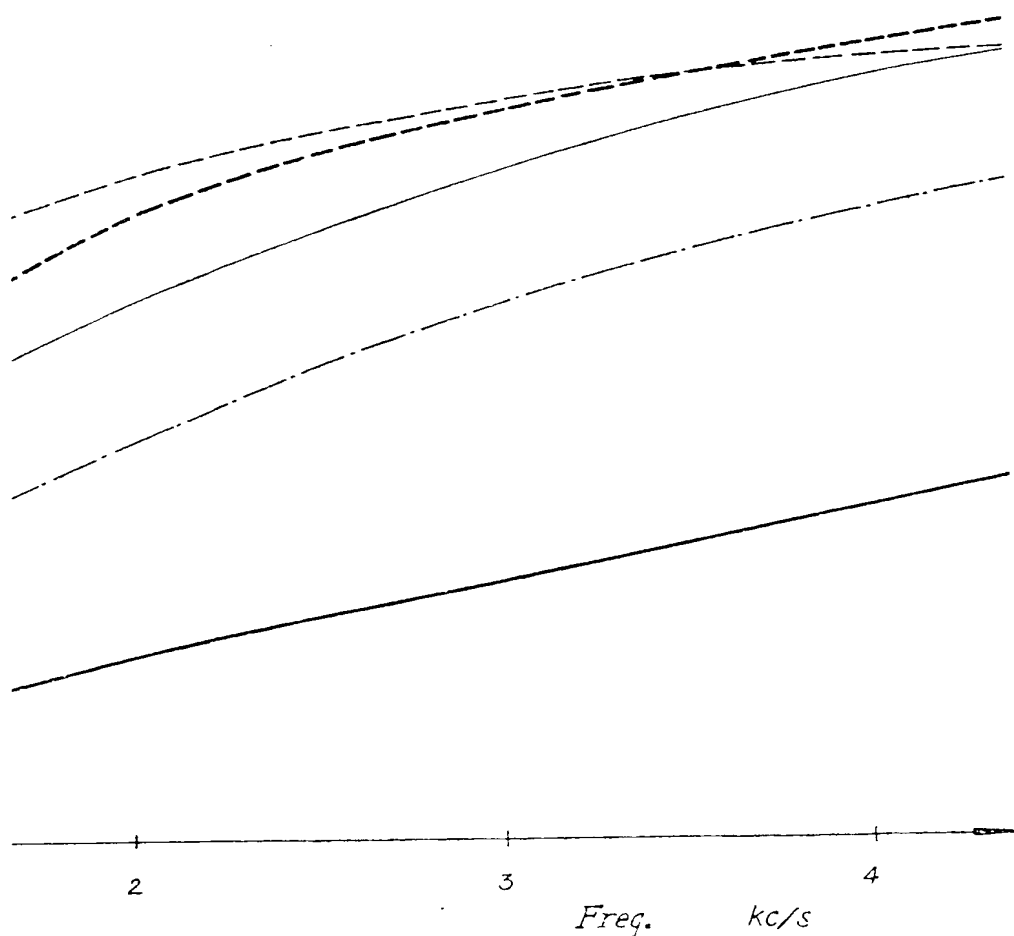


Fig. 9

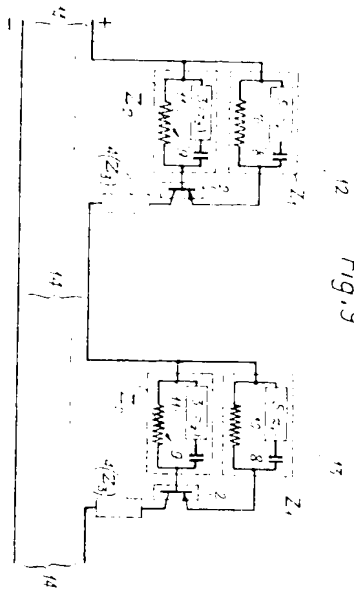


Fig. 10

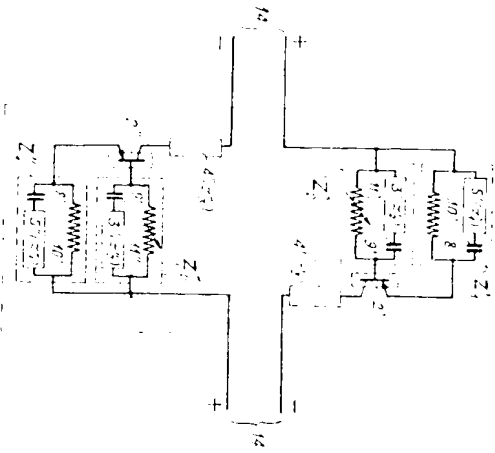


Fig. 11

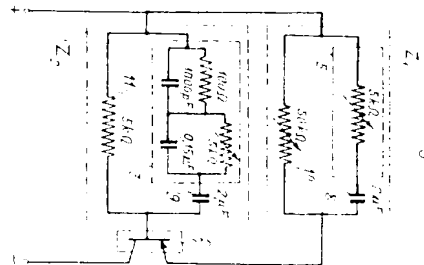


Fig. 12

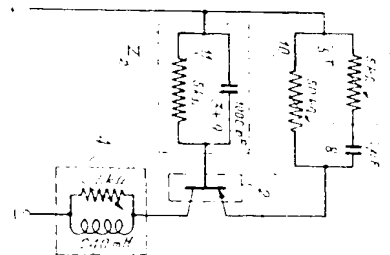


Fig. 13

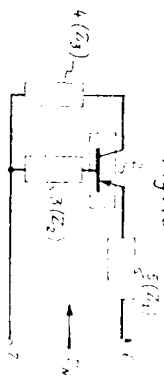


Fig. 14

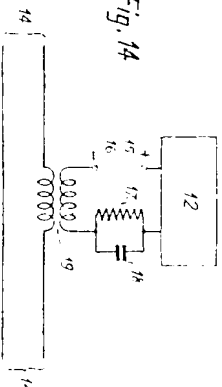


Fig. 9

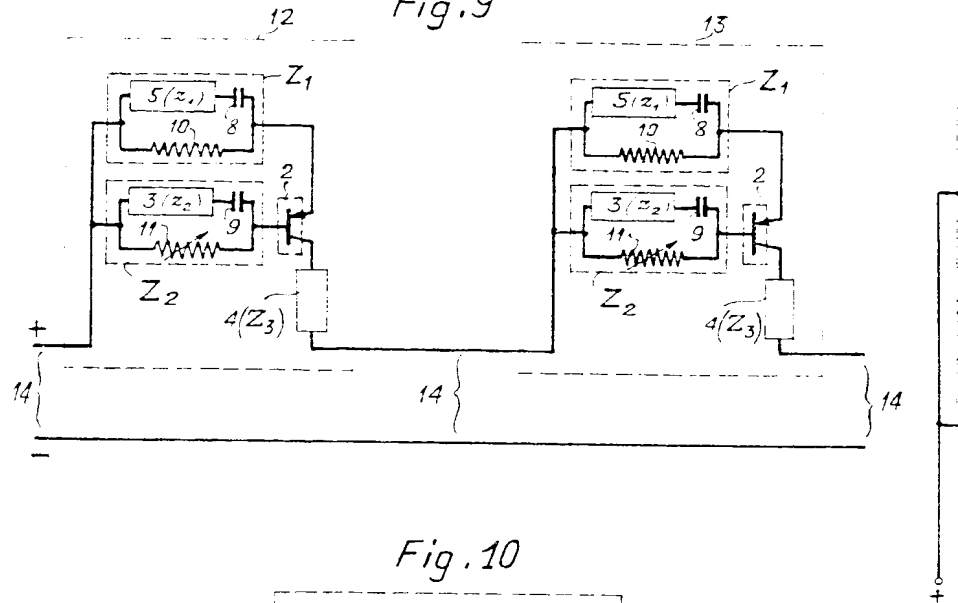


Fig. 10

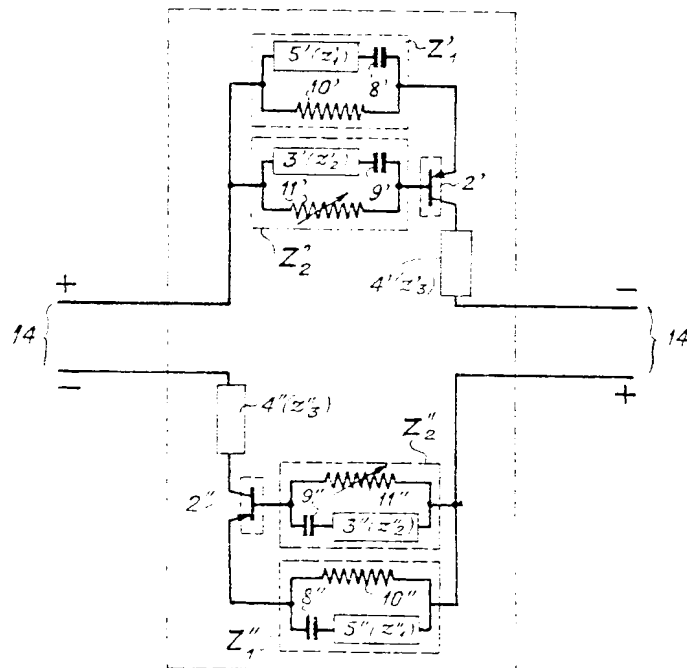


Fig. 11

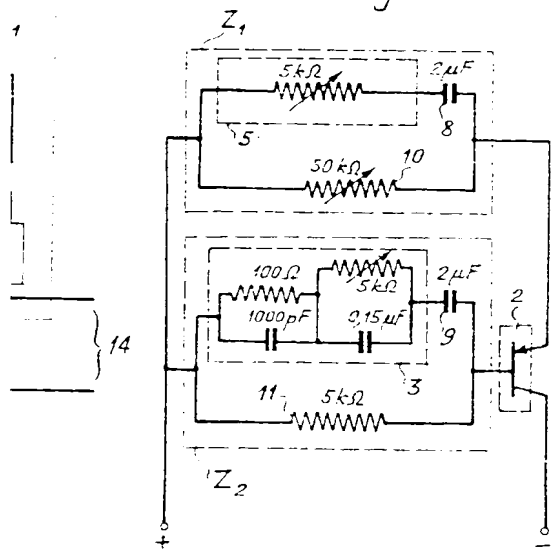


Fig. 12

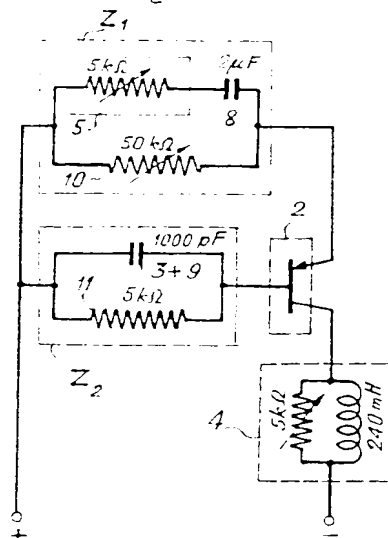


Fig. 13

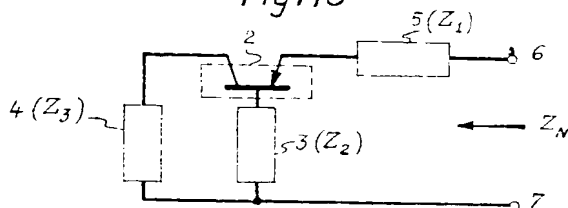


Fig. 14

